

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-333120

(43)Date of publication of application : 30.11.2001

(51)Int.Cl.

H04L 27/18

(21)Application number : 2000-113409

(71)Applicant : ADVANTEST CORP

(22)Date of filing : 14.04.2000

(72)Inventor : KATO TAKASHI

(30)Priority

Priority number : 11143512
2000069703

Priority date : 24.05.1999
14.03.2000

Priority country : JP

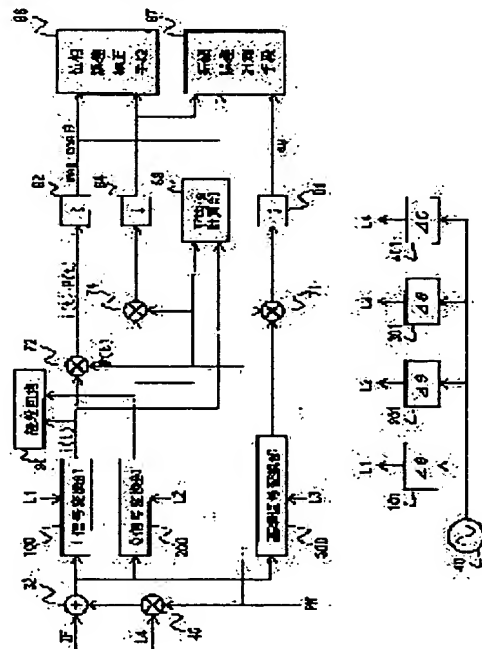
JP

(54) ORTHOGONAL DEMODULATOR, METHOD AND RECORDING MEDIUM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an orthogonal demodulator that can calibrate an I (Q) signal conversion section without stopping the reception of the orthogonal demodulator.

SOLUTION: The orthogonal demodulator is provided with an adder 32 that outputs a pseudo noise superimposing signal resulting from summing a user signal IF and a pseudo noise PN, a signal conversion section 100 that mixes the pseudo noise superimposing signal and a local signal L1 of a prescribed local frequency to provide an output of the conversion signal, a 1st multiplier 72 that multiplies the conversion signal with the pseudo noise to provide an output of a correlation signal, a 1st integrator 82 that integrates the correlation signal and provides an output of the integration, and a post-stage circuit 90 that applies desired processing to the conversion signal. Since the post-stage circuit 90 applies desired processing to the conversion signal while the 1st multiplier 72 extracts the pseudo noise and calibrates it, the signal conversion section 100 can be calibrated without stopping the reception of the orthogonal demodulator.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than

the examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of
rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-333120

(P2001-333120A)

(43)公開日 平成13年11月30日(2001.11.30)

(51) Int.Cl.⁷
H 0 4 L 27/18

識別記号

F I
H O 4 L 27/18

テーマコード(参考)

A 5K004

審査請求 未請求 請求項の数37 O.L (全 25 頁)

(21)出願番号 特願2000-113409(P2000-113409)

(22)出願日 平成12年4月14日(2000.4.14)

(31)優先權主張番号 特願平11-143512

(32)優先日 平成11年5月24日(1999.5.24)

(33)優先権主張国 日本 (JP)

(31)優先權主張番号 特願2000-69703(P2000-69703)

(32) 優先日 平成12年3月14日(2000.3.14)

(33)優先権主張国 日本(JP)

(71)出願人 390005175

株式会社アドバンテスト

東京都練馬区旭町1丁目32番1号

(72)発明者 加藤 隆志

東京都練馬区旭町1丁目32番1号 株式会社アドバンテスト内

(74) 代理人 100097490

弁理士 細田 益稔

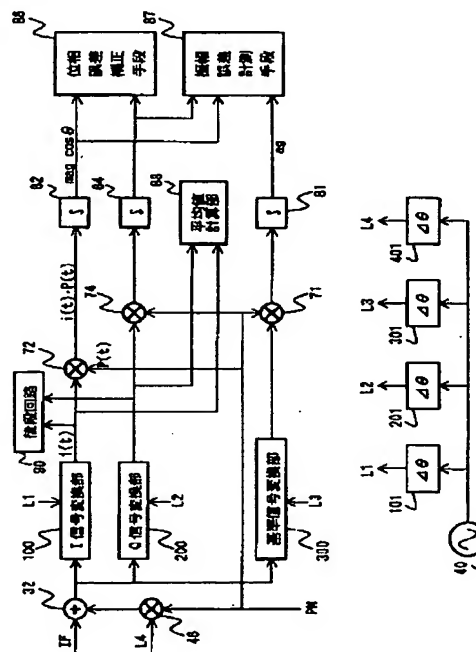
Fターム(参考) 5K004 AA05 FA05 FD02 FG04 FK15

(54) 【発明の名称】 直交復調装置、方法、記録媒体

(57)【要約】

【課題】 直交復調装置の受信動作を停止することなく、I (Q) 信号変換部の校正を行うことができる直交復調装置を提供する。

【解決手段】 ユーザ信号１Ｆと擬似ノイズＰＮとを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算器３２と、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号Ｌ１とを混合して変換信号を出力する信号変換部１００と、変換信号と擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力する第一乗算器７２と、相関信号を積分して出力する第一積分器８２と、変換信号に所望の処理を行う後段回路９０を備え、第一乗算器７２により擬似ノイズを取り出して校正を行いながら、後段回路９０で変換信号に所望の処理を行えるので、直交復調装置の受信動作を停止することなく、信号変換部１００の校正を行うことができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 ユーザ信号と擬似ノイズとを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算手段と、

前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換手段と、

前記変換信号と前記擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力する第一乗算手段と、

前記相関信号を積分して出力する第一積分手段と、

を備えた直交復調装置。

【請求項 2】 振幅誤差および位相誤差がなく、前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数の前記ローカル信号とを混合して基準変換信号を出力する基準信号変換手段と、

前記擬似ノイズと前記基準変換信号とを乗算した基準相関信号を出力する第二乗算手段と、

前記基準相関信号を積分して出力する第二積分手段と、

を備えた請求項 1 に記載の直交復調装置。

【請求項 3】 前記信号変換手段の振幅誤差を補正する振幅誤差補正手段と、

前記信号変換手段の出力した前記変換信号の平均を求める平均値計算手段と、

を備えた請求項 2 に記載の直交復調装置。

【請求項 4】 前記第一積分手段の出力がある一定の値になるように前記信号変換手段に与える前記ローカル信号の位相を調節する位相誤差補正手段を備えた請求項 1 に記載の直交復調装置。

【請求項 5】 前記第一積分手段の出力の前記ある一定の値を前記第二積分手段の出力で割った値に基づいて振幅誤差を求める振幅誤差計測手段を備えた請求項 2 に記載の直交復調装置。

【請求項 6】 前記ある一定の値とは最大値である請求項 4 または 5 に記載の直交復調装置。

【請求項 7】 前記擬似ノイズが前記ユーザ信号よりも小さいものである、請求項 1 に記載の直交復調装置。

【請求項 8】 前記擬似ノイズがフロアノイズとほぼ等しいものである、請求項 7 に記載の直交復調装置。

【請求項 9】 前記ローカル信号の位相を 90 度ずらした直交ローカル信号と前記擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換手段と、

前記直交変換信号と前記擬似ノイズとを乗算した直交相関信号を出力する直交乗算手段と、

前記直交相関信号を積分して出力する直交積分手段と、

を備えた請求項 1 に記載の直交復調装置。

【請求項 10】 前記直交乗算手段は前記第一乗算手段と共通であり、

前記直交積分手段は前記第一積分手段と共通であり、前記信号変換手段および直交信号変換手段の内のいずれか一方を前記直交乗算手段に接続する接続切替手段を備えた請求項 9 に記載の直交復調装置。

【請求項 11】 前記擬似ノイズと前記ローカル信号とを混合して前記加算手段に出力する擬似ノイズ混合手段を備えた請求項 1 に記載の直交復調装置。

【請求項 12】 前記ユーザ信号と所定のローカル周波数の前記ローカル信号とを混合して変換ユーザ信号を出力するユーザ信号変換手段と、

前記変換信号から前記変換ユーザ信号を減算して前記第一乗算手段に供給する減算手段と、

を備え、

10 前記第一乗算手段が前記減算手段の出力と前記擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力する、

請求項 1 に記載の直交復調装置。

【請求項 13】 前記第一積分手段の出力のある一定の値を、振幅誤差および位相誤差がないと仮定したときの前記第一積分手段の出力の予測値で割った値に基づいて振幅誤差を求める振幅誤差計測手段を備えた請求項 12 に記載の直交復調装置。

【請求項 14】 前記ある一定の値とは最大値である請求項 13 に記載の直交復調装置。

20 【請求項 15】 前記信号変換手段の振幅誤差を補正する振幅誤差補正手段と、

前記信号変換手段の出力した前記変換信号の平均を求める平均値計算手段と、

を備えた請求項 13 に記載の直交復調装置。

【請求項 16】 前記第一積分手段の出力が最大になるように前記信号変換手段に与える前記ローカル信号の位相を調節する位相誤差補正手段を備えた請求項 12 に記載の直交復調装置。

30 【請求項 17】 前記擬似ノイズが前記ユーザ信号よりも小さいものである、請求項 12 に記載の直交復調装置。

【請求項 18】 前記擬似ノイズがフロアノイズとほぼ等しいものである、請求項 17 に記載の直交復調装置。

【請求項 19】 前記ローカル信号の位相を 90 度ずらした直交ローカル信号と前記擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換手段と、

前記直交変換信号から前記変換ユーザ信号を減算する直交減算手段と、

前記直交減算手段の出力と前記擬似ノイズとを乗算した直交相関信号を出力する直交乗算手段と、

40 前記直交相関信号を積分して出力する直交積分手段と、

を備えた請求項 12 に記載の直交復調装置。

【請求項 20】 前記直交乗算手段は前記第一乗算手段と共通であり、

前記直交積分手段は前記第一積分手段と共通であり、

前記信号変換手段および直交信号変換手段の内のいずれか一方を前記直交乗算手段に接続する接続切替手段を備えた請求項 19 に記載の直交復調装置。

【請求項 21】 前記擬似ノイズと前記ローカル信号とを混合して前記加算手段に出力する擬似ノイズ混合手段を備えた請求項 12 に記載の直交復調装置。

【請求項 22】擬似ノイズの位相を変化させて出力する移相手段と、
 ユーザ信号と前記移相手段の出力とを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算手段と、
 前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換手段と、
 前記ローカル信号の位相を 90 度ずらした直交ローカル信号と前記擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換手段と、
 前記擬似ノイズと前記変換信号とを乗算して相関信号を出力する乗算手段と、
 前記擬似ノイズと前記直交変換信号とを乗算して直交相関信号を出力する直交乗算手段と、
 前記相関信号を積分して出力する積分手段と、
 前記直交相関信号を積分して出力する直交積分手段と、
 を備えた直交復調装置。

【請求項 23】前記積分手段および前記直交積分手段から、DC オフセット誤差、位相誤差および振幅誤差を計測する誤差計測手段を備えた請求項 22 に記載の直交復調装置。

【請求項 24】前記誤差計測手段が、前記 DC オフセット誤差、前記位相誤差および前記振幅誤差の内のいずれか一つ以上を無視し、無視しなかった誤差を計測する、請求項 23 に記載の直交復調装置。

【請求項 25】前記擬似ノイズが前記ユーザ信号よりも小さいものである、請求項 22 に記載の直交復調装置。

【請求項 26】前記擬似ノイズがフロアノイズとほぼ等しいものである、請求項 25 に記載の直交復調装置。

【請求項 27】前記擬似ノイズと前記ローカル信号とを混合して前記加算手段に出力する擬似ノイズ混合手段を備えた請求項 22 に記載の直交復調装置。

【請求項 28】前記直交乗算手段は前記乗算手段と共通であり、

前記直交積分手段は前記積分手段と共通であり、
 前記信号変換手段および直交信号変換手段の内のいずれか一方を前記直交乗算手段に接続する接続切替手段を備えた請求項 22 に記載の直交復調装置。

【請求項 29】前記ユーザ信号と所定のローカル周波数の前記ローカル信号とを混合して変換ユーザ信号を出力するユーザ信号変換手段と、

前記変換信号から前記変換ユーザ信号を減算して乗算手段に供給する減算手段と、

前記直交変換信号から前記変換ユーザ信号を減算して直交乗算手段に供給する直交減算手段と、

を備え、

前記乗算手段が前記減算手段の出力と前記擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力し、

前記直交乗算手段が前記直交減算手段の出力と前記擬似ノイズとを乗算した直交相関信号を出力する、

請求項 22 に記載の直交復調装置。

【請求項 30】ユーザ信号と擬似ノイズとを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算工程と、

前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換工程と、

前記変換信号と前記擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力する第一乗算工程と、

前記相関信号を積分して出力する第一積分工程と、

10 を備えた直交復調方法。

【請求項 31】振幅誤差および位相誤差がなく、前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数の前記ローカル信号とを混合して基準変換信号を出力する基準信号変換工程と、

前記擬似ノイズと前記基準変換信号とを乗算した基準相関信号を出力する第二乗算工程と、

前記基準相関信号を積分して出力する第二積分工程と、

前記信号変換工程の振幅誤差を補正する振幅誤差補正工程と、

20 前記信号変換工程の出力した前記変換信号の平均を求める平均値計算工程と、
 を備えた請求項 30 に記載の直交復調方法。

【請求項 32】擬似ノイズの位相を変化させて出力する移相工程と、

ユーザ信号と前記移相工程の出力とを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算工程と、

前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換工程と、

30 前記ローカル信号の位相を 90 度ずらした直交ローカル信号と前記擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換工程と、

前記擬似ノイズと前記変換信号とを乗算して相関信号を出力する乗算工程と、

前記擬似ノイズと前記直交変換信号とを乗算して直交相関信号を出力する直交乗算工程と、

前記相関信号を積分して出力する積分工程と、

前記直交相関信号を積分して出力する直交積分工程と、

を備えた直交復調方法。

40 【請求項 33】互いに直交する I 軸と Q 軸とを提供する工程と、

前記積分工程の出力を前記 I 軸または前記 Q 軸のうちの一方に、前記直交積分工程の出力を前記 I 軸または前記 Q 軸のうちの他方にとる工程と、

前記 I 軸と前記 Q 軸とにとられた座標を通る楕円を描く工程と、

前記楕円の形状から DC オフセット誤差、位相誤差および振幅誤差を求める工程と、

を備えた請求項 32 に記載の直交復調方法。

50 【請求項 34】ユーザ信号と擬似ノイズとを加算した擬

似ノイズ重畳信号を出力する加算処理と、
 前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換処理と、
 前記変換信号と前記擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力する第一乗算処理と、
 前記相関信号を積分して出力する第一積分処理と、
 をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータによって読み取り可能な記録媒体。
 【請求項 35】 振幅誤差および位相誤差がなく、前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数の前記ローカル信号とを混合して基準変換信号を出力する基準信号変換処理と、
 前記擬似ノイズと前記基準変換信号とを乗算した基準相関信号を出力する第二乗算処理と、
 前記基準相関信号を積分して出力する第二積分処理と、
 前記信号変換手段の振幅誤差を補正する振幅誤差補正処理と、
 前記信号変換処理の出力した前記変換信号の平均を求める平均値計算処理と、
 をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータによって読み取り可能な、請求項 34 に記載の記録媒体。
 【請求項 36】 擬似ノイズの位相を変化させて出力する移相処理と、
 ユーザ信号と前記移相処理の出力とを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算処理と、
 前記擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換処理と、
 前記ローカル信号の位相を 90 度ずらした直交ローカル信号と前記擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換処理と、
 前記擬似ノイズと前記変換信号とを乗算して相関信号を出力する直交乗算処理と、
 前記擬似ノイズと前記直交変換信号とを乗算して直交相関信号を出力する直交乗算処理と、
 前記相関信号を積分して出力する積分処理と、
 前記直交相関信号を積分して出力する直交積分処理と、
 をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータによって読み取り可能な記録媒体。
 【請求項 37】 互いに直交する I 軸と Q 軸とを提供する処理と、
 前記積分処理の出力を前記 I 軸または前記 Q 軸のうちの一方に、前記直交積分処理の出力を前記 I 軸または前記 Q 軸のうちの他方にとる処理と、
 前記 I 軸と前記 Q 軸とにとられた座標を通る楕円を描く処理と、
 前記楕円の形状から DC オフセット誤差、位相誤差および振幅誤差を求める処理と、

をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータによって読み取り可能な、請求項 36 に記載の記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交復調器の校正に関する。

【0002】

【従来の技術】同期検波装置の一例としては、QPSK (Quadrature PSK) で変調された信号のように、直交する I 信号 (同相成分) と Q 信号 (直交成分) の 2 系統のベースバンド信号に同期検波する直交復調装置があり、直交復調装置 1 の具体例を図 26 を参照して説明する。

【0003】まず、受信信号が周波数変換部 10 に入力される。周波数変換部 10 は受信信号を、一定周波数の中間周波数信号 IF (Intermediate Frequency) に変換して出力する。中間周波数信号 IF は、I 信号変換部 100 と Q 信号変換部 200 とに入力される。I 信号変換部 100 は、基準発振器 40 から周波数 LF1 のローカル信号を受け、中間周波数信号 IF と混合し、I 信号 (同相成分) を出力する。Q 信号変換部 200 は、基準発振器 40 から 90 度移相器 42 を介して、位相が 90 度ずれた周波数 LF1 のローカル信号を受け、中間周波数信号 IF と混合し、Q 信号 (直交成分) を出力する。後段回路 90 は、I 信号 (同相成分) および Q 信号 (直交成分) を受け所望の動作を行う。

【0004】ここで、I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 には、温度変化など野要因により誤差が生ずる。例えば、振幅誤差、位相誤差、オフセット誤差がある。このような誤差は、後段回路 90 の動作等に悪影響を及ぼすので、取り除く、すなわち校正する必要がある。

【0005】I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 の校正には、以下のような方法がある。すなわち、ユーザは、I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 に校正のための、ある一定の周波数の信号を与える。このとき、直交復調装置 1 は受信信号の処理を中止することになる。そして、I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 が備える可変減衰器、可変遅延器などの減衰値等を調節して、校正 (キャリブレーション: CAL) する。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、このような校正を行っている間は、ユーザは受信信号を直交復調装置 1 に入力できない。すなわち、直交復調装置 1 の受信動作を停止しなければならない。

【0007】そこで、本発明は、直交復調装置の受信動作を停止することなく、I (Q) 信号変換部の校正を行うことができる直交復調装置等を提供することを課題と

する。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記課題に鑑み、請求項1に記載の発明は、ユーザ信号と擬似ノイズとを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算手段と、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換手段と、変換信号と擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力する第一乗算手段と、相関信号を積分して出力する第一積分手段と、を備えるように構成される。

【0009】上記のように構成された直交復調装置によれば、擬似ノイズ $P(t)$ を含んだ擬似ノイズ重畳信号は信号変換手段により、変換信号に変換される。変換信号の $P(t)$ 項は第一乗算手段で相関をとられ、相関信号においては $P(t)^2$ 項となる。 $P(t)^2$ を十分に長い区間で積分すれば0ではない定数になる。よって、相関信号の $P(t)^2$ 項は第一積分手段により積分され、信号変換手段の位相誤差、振幅誤差の関数となって出力される。なお、 $P(t)$ を十分に長い区間で積分すれば0になるため、相関信号の $P(t)$ 項は、第一積分手段により0となる。よって、第一積分手段の出力は、信号変換手段の位相誤差、振幅誤差の関数である。そこで、第一積分手段の出力に基づいて、信号変換手段の位相誤差を計測できる。

【0010】なお、擬似ノイズとは、例えばM系列の擬似ランダムパターンである。しかし、M系列の擬似ランダムパターンに限定されない。要するに、擬似ノイズを $P(t)$ とすれば、 $P(t)^2$ を十分に長い区間で積分すれば0ではない定数になり、 $P(t)$ を十分に長い区間で積分すれば0になるようなものであればよい。

【0011】請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の発明であって、振幅誤差および位相誤差がなく、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して基準変換信号を出力する基準信号変換手段と、擬似ノイズと基準変換信号とを乗算した基準相関信号を出力する第二乗算手段と、基準相関信号を積分して出力する第二積分手段と、を備えるように構成される。

【0012】上記のように構成された直交復調装置によれば、基準信号変換手段には、振幅誤差および位相誤差がないため、第二積分手段の出力は、振幅誤差および位相誤差を含まないものとなる。よって、振幅誤差を含む第一積分手段の出力と、振幅誤差および位相誤差を含まない第二積分手段の出力とを比較することで、振幅誤差を計測することができる。

【0013】請求項3に記載の発明は、請求項2に記載の発明であって、信号変換手段の振幅誤差を補正する振幅誤差補正手段と、信号変換手段の出力した変換信号の平均を求める平均値計算手段と、を備えるように構成される。

【0014】平均値計算手段によって、DCオフセット誤差を求めることができる。

【0015】請求項4に記載の発明は、請求項1に記載の発明であって、第一積分手段の出力がある一定の値になるように信号変換手段に与えるローカル信号の位相を調節する位相誤差補正手段を備えるように構成される。

【0016】請求項5に記載の発明は、請求項2に記載の発明であって、第一積分手段の出力のある一定の値を第二積分手段の出力で割った値に基づいて振幅誤差を求める振幅誤差計測手段を備えるように構成される。

【0017】請求項6に記載の発明は、請求項4または5に記載の発明であって、ある一定の値とは最大値であるように構成される。

【0018】請求項7に記載の発明は、請求項1に記載の発明であって、擬似ノイズがユーザ信号よりも小さいものであるように構成される。

【0019】請求項8に記載の発明は、請求項7に記載の発明であって、擬似ノイズがフロアノイズとほぼ等しいものであるように構成される。

【0020】請求項9に記載の発明は、請求項1に記載の発明であって、ローカル信号の位相を90度ずらした直交ローカル信号と擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換手段と、直交変換信号と擬似ノイズとを乗算した直交相関信号を出力する直交乗算手段と、直交相関信号を積分して出力する直交積分手段と、を備えるように構成される。

【0021】請求項10に記載の発明は、請求項9に記載の発明であって、直交乗算手段は第一乗算手段と共通であり、直交積分手段は第一積分手段と共通であり、信号変換手段および直交信号変換手段の内のいずれか一方を直交乗算手段に接続する接続切替手段を備えるように構成される。

【0022】請求項11に記載の発明は、請求項1に記載の発明であって、擬似ノイズとローカル信号とを混合して加算手段に出力する擬似ノイズ混合手段を備えるように構成される。

【0023】請求項12に記載の発明は、請求項1に記載の発明であって、ユーザ信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換ユーザ信号を出力するユーザ信号変換手段と、変換信号から変換ユーザ信号を減算して第一乗算手段に供給する減算手段と、を備え、第一乗算手段が減算手段の出力と擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力するように構成される。

【0024】減算手段が、変換信号から変換ユーザ信号を減算して出力し、その出力が積分される。擬似ノイズを $P(t)$ とすれば、変換信号から変換ユーザ信号を減算すると、 $P(t)$ 項のみが残る。そこで、誤差測定に関して、ユーザ信号の影響を受けにくくなる。

【0025】請求項13に記載の発明は、請求項12に記載の発明であって、第一積分手段の出力のある一定の値を、振幅誤差および位相誤差がないと仮定したときの第一積分手段の出力の予測値で割った値に基づいて振幅

誤差を求める振幅誤差計測手段を備えるように構成される。

【0026】ある一定の値とは、位相誤差を取り除いた値であり、振幅誤差の関数である。かかる値を、振幅誤差および位相誤差がないと仮定したときの第一積分手段の出力の予測値で割れば、その値は振幅誤差の関数なので、振幅誤差を求めることができる。

【0027】請求項14に記載の発明は、請求項13に記載の発明であって、ある一定の値とは最大値であるように構成される。

【0028】請求項15に記載の発明は、請求項13に記載の発明であって、信号変換手段の振幅誤差を補正する振幅誤差補正手段と、信号変換手段の出力した変換信号の平均を求める平均値計算手段と、を備えるように構成される。

【0029】平均値計算手段によって、DCオフセット誤差を求めることができる。

【0030】請求項16に記載の発明は、請求項12に記載の発明であって、第一積分手段の出力が最大になるように信号変換手段に与えるローカル信号の位相を調節する位相誤差補正手段を備えるように構成される。

【0031】請求項17に記載の発明は、請求項12に記載の発明であって、擬似ノイズがユーザ信号よりも小さいものである、ように構成される。

【0032】請求項18に記載の発明は、請求項17に記載の発明であって、擬似ノイズがフロアノイズとほぼ等しいものである、ように構成される。

【0033】請求項19に記載の発明は、請求項12に記載の発明であって、ローカル信号の位相を90度ずらした直交ローカル信号と擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換手段と、直交変換信号から変換ユーザ信号を減算する直交減算手段と、直交減算手段の出力と擬似ノイズとを乗算した直交相関信号を出力する直交乗算手段と、直交相関信号を積分して出力する直交積分手段と、を備えるように構成される。

【0034】請求項20に記載の発明は、請求項19に記載の発明であって、直交乗算手段は第一乗算手段と共通であり、直交積分手段は第一積分手段と共通であり、信号変換手段および直交信号変換手段の内のいずれか一方を直交乗算手段に接続する接続切替手段を備えるように構成される。

【0035】請求項21に記載の発明は、請求項12に記載の発明であって、擬似ノイズとローカル信号とを混合して加算手段に出力する擬似ノイズ混合手段を備えるように構成される。

【0036】請求項22に記載の発明は、擬似ノイズの位相を変化させて出力する移相手段と、ユーザ信号と移相手段の出力とを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算手段と、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周

波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換手段と、ローカル信号の位相を90度ずらした直交ローカル信号と擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換手段と、擬似ノイズと変換信号とを乗算して相関信号を出力する乗算手段と、擬似ノイズと直交変換信号とを乗算して直交相関信号を出力する直交乗算手段と、相関信号を積分して出力する積分手段と、直交相関信号を積分して出力する直交積分手段と、を備えるように構成される。

10 【0037】上記のように構成された直交復調装置によれば、第一積分手段を横軸に、第二積分手段の出力を縦軸にとれば、誤差なしと仮定すれば真円となる。しかし、誤差があれば、真円は変形して楕円となる。そこで、真円が変形する程度から、位相誤差等の誤差を求めることができる。

【0038】請求項23に記載の発明は、請求項22に記載の発明であって、積分手段および直交積分手段から、DCオフセット誤差、位相誤差および振幅誤差を計測する誤差計測手段を備えるように構成される。。

20 【0039】請求項24に記載の発明は、請求項23に記載の発明であって、誤差計測手段が、DCオフセット誤差、位相誤差および振幅誤差の内のいずれか一つ以上を無視し、無視しなかった誤差を計測するように構成される。

【0040】請求項25に記載の発明は、請求項22に記載の発明であって、擬似ノイズがユーザ信号よりも小さいものであるように構成される。。

30 【0041】請求項26に記載の発明は、請求項25に記載の発明であって、擬似ノイズがフロアノイズとほぼ等しいものであるように構成される。

【0042】請求項27に記載の発明は、請求項22に記載の発明であって、擬似ノイズとローカル信号とを混合して加算手段に出力する擬似ノイズ混合手段を備えるように構成される。

40 【0043】請求項28に記載の発明は、請求項22に記載の発明であって、直交乗算手段は乗算手段と共通であり、直交積分手段は積分手段と共通であり、信号変換手段および直交信号変換手段の内のいずれか一方を直交乗算手段に接続する接続切替手段を備えるように構成される。

50 【0044】請求項29に記載の発明は、請求項22に記載の発明であって、ユーザ信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換ユーザ信号を出力するユーザ信号変換手段と、変換信号から変換ユーザ信号を減算して乗算手段に供給する減算手段と、直交変換信号から変換ユーザ信号を減算して直交乗算手段に供給する直交減算手段と、を備え、乗算手段が減算手段の出力と擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力し、直交乗算手段が直交減算手段の出力と擬似ノイズとを乗算した直交相関信号を出力するように構成される。

【0045】請求項30に記載の発明は、ユーザ信号と擬似ノイズとを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算工程と、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換工程と、変換信号と擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力する第一乗算工程と、相関信号を積分して出力する第一積分工程と、を備えるように構成される。

【0046】請求項31に記載の発明は、請求項30に記載の発明であって、振幅誤差および位相誤差がなく、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して基準変換信号を出力する基準信号変換工程と、擬似ノイズと基準変換信号とを乗算した基準相関信号を出力する第二乗算工程と、基準相関信号を積分して出力する第二積分工程と、信号変換工程の振幅誤差を補正する振幅誤差補正工程と、信号変換工程の出力した変換信号の平均を求める平均値計算工程と、を備えるように構成される。

【0047】請求項32に記載の発明は、擬似ノイズの位相を変化させて出力する移相工程と、ユーザ信号と移相工程の出力とを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算工程と、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換工程と、ローカル信号の位相を90度ずらした直交ローカル信号と擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換工程と、擬似ノイズと変換信号とを乗算して相関信号を出力する乗算工程と、擬似ノイズと直交変換信号とを乗算して直交相関信号を出力する直交乗算工程と、相関信号を積分して出力する積分工程と、直交相関信号を積分して出力する直交積分工程と、を備えるように構成される。

【0048】請求項33に記載の発明は、請求項32に記載の発明であって、互いに直交するI軸とQ軸とを提供する工程と、積分工程の出力をI軸またはQ軸のうちの一方に、直交積分工程の出力をI軸またはQ軸のうちの他方にとる工程と、I軸とQ軸とにとられた座標を通る楕円を描く工程と、楕円の形状からDCオフセット誤差、位相誤差および振幅誤差を求める工程と、を備えるように構成される。

【0049】請求項34に記載の発明は、ユーザ信号と擬似ノイズとを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算処理と、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換処理と、変換信号と擬似ノイズとを乗算した相関信号を出力する第一乗算処理と、相関信号を積分して出力する第一積分処理と、をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータによって読み取り可能な記録媒体である。

【0050】請求項35に記載の発明は、請求項34に記載の発明であって、振幅誤差および位相誤差がなく、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル

信号とを混合して基準変換信号を出力する基準信号変換処理と、擬似ノイズと基準変換信号とを乗算した基準相関信号を出力する第二乗算処理と、基準相関信号を積分して出力する第二積分処理と、信号変換手段の振幅誤差を補正する振幅誤差補正処理と、信号変換処理の出力した変換信号の平均を求める平均値計算処理と、をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータによって読み取り可能な、記録媒体である。

【0051】請求項36に記載の発明は、擬似ノイズの位相を変化させて出力する移相処理と、ユーザ信号と移相処理の出力とを加算した擬似ノイズ重畳信号を出力する加算処理と、擬似ノイズ重畳信号と所定のローカル周波数のローカル信号とを混合して変換信号を出力する信号変換処理と、ローカル信号の位相を90度ずらした直交ローカル信号と擬似ノイズ重畳信号とを混合して直交変換信号を出力する直交信号変換処理と、擬似ノイズと変換信号とを乗算して相関信号を出力する直交乗算処理と、擬似ノイズと直交変換信号とを乗算して直交相関信号を出力する直交乗算処理と、相関信号を積分して出力する積分処理と、直交相関信号を積分して出力する直交積分処理と、をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータによって読み取り可能な記録媒体である。

【0052】請求項37に記載の発明は、請求項36に記載の発明であって、互いに直交するI軸とQ軸とを提供する処理と、積分処理の出力をI軸またはQ軸のうちの一方に、直交積分処理の出力をI軸またはQ軸のうちの他方にとる処理と、I軸とQ軸とにとられた座標を通る楕円を描く処理と、楕円の形状からDCオフセット誤差、位相誤差および振幅誤差を求める処理と、をコンピュータに実行させるためのプログラムを記録したコンピュータによって読み取り可能な、記録媒体である。

【0053】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態を図面を参照して説明する。

【0054】第一の実施形態

図1は、本発明の第一の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示すブロック図である。第一の実施形態にかかる直交復調装置は、加算器32、擬似ノイズ混合乗算器46、I信号変換部100、Q信号変換部200、基準信号変換部300、後段回路90、第一乗算器72、第二乗算器71、直交乗算器74、第一積分器82、第二積分器81、直交積分器84、位相誤差補正部86、振幅誤差計測部87、平均値計算部88、基準発振器40、移相器101、201、301、401を備える。

【0055】基準発振器40は、所定のローカル周波数のローカル信号を発生する。移相器101、201、301、401は、基準発振器40の発生するローカル信号の位相を変化させる。なお、移相器101、201、301、401の位相の変位量は可変である。また、移

相器 101 の位相を変化させる量は、移相器 201 の位相を変化させる量とは、90 度異なっている。これは、I 信号変換部 100 の発信する信号の位相と、Q 信号変換部 200 の発信する信号の位相と、を直交させるためである。移相器 101 が出力するローカル信号 L1 は I 信号変換部 100 に入力される。移相器 201 が出力するローカル信号 L2 は Q 信号変換部 200 に入力される。移相器 301 が出力するローカル信号 L3 は基準信号変換部 300 に入力される。移相器 401 が出力するローカル信号 L4 は疑似ノイズ混合乗算器 46 に入力される。

【0056】疑似ノイズ混合乗算器 46 は、疑似ノイズ PN とローカル信号 L4 とを乗算して混合する。疑似ノイズ PN とは、例えば M 系列の疑似ランダムパターンであって、2 値の発生確率がほぼ 50% とした長周期なランダムパターンを発生する。すなわち、 $n=2^{-1}$ の周期としたとき、ハイレベル信号が 2^{-1} 、ローレベル信号が $2^{-1}-1$ 個の発生である。しかし、ここでいう疑似ノイズ PN とは、疑似ノイズを $P(t)$ とすれば、 $P(t)^2$ を十分に長い区間で積分すれば 0 ではない定数になり、 $P(t)$ を十分に長い区間で積分すれば 0 になるようなものであればよい。あえて、疑似ノイズ PN を M 系列の疑似ランダムパターンには限定しない。

【0057】加算器 32 は、ユーザ信号と疑似ノイズ混合乗算器 46 の出力信号とを加算して、疑似ノイズ重畳信号を出力する。ここでいうユーザ信号とは、直交復調装置が受信した受信信号を周波数変換部（図示省略）にて、中間周波数帯域にした IF (Intermediate Frequency) 信号をいう。ただし、ユーザ信号を IF 信号に限定する意図ではない。要するに、ある程度の周波数を有する信号ならばユーザ信号たりうる。なお、疑似ノイズはユーザ信号に比べてフロアノイズ程度の微弱な信号であることが好ましい。ユーザ信号を後段回路 90 で処理する際の妨げにならないようにするためである。

【0058】I 信号変換部（信号変換部）100 は、疑似ノイズ重畳信号とローカル信号 L1 とを混合して交換信号を出力する。I 信号変換部 100 の内部構成を図 2 に示す。I 信号変換部 100 は、可変減衰器 53、直交ミキサ 54、ローパスフィルタ 55、オフセット加算器 56 を有する。疑似ノイズ重畳信号は、可変減衰器 53 にて振幅が調整される。次に、直交ミキサ 54 により、ローカル信号 L1 と混合される。さらに、ローパスフィルタ 55 により高周波成分がカットされると同時に積分される。最後に、DC オフセット制御入力 56 c が加算されることで、DC オフセットが調整されて、交換信号 $i(t)$ が出力される。

【0059】なお、振幅制御入力 53 c は、振幅誤差計測部 87 から可変減衰器 53 に入力され、可変減衰器 53 の減衰の割合を制御して、振幅誤差を除去する。DC オフセット制御入力 56 c は、平均値計算部 88 からオ

フセット加算器 56 に入力され、オフセット加算器 56 の加算量を制御して、DC オフセット誤差を除去する。なお、位相誤差を取り除くのは、ローカル信号 L1 の位相を決定する移相器 101 である。移相器 101 が位相を変化させる量を調節して位相誤差を取り除く。

【0060】第一乗算器 72 は、交換信号 $i(t)$ と疑似ノイズ $P(t)$ とを乗算して、相関をとり、相関信号 $i(t) \cdot P(t)$ を出力する。第一積分器 82 は、相関信号を積分して出力する。

10 【0061】Q 信号変換部（直交信号変換部）200 は I 信号変換部 100 と同様の構成である。ただし、ローカル信号 L2 と疑似ノイズ重畳信号とを混合して直交交換信号を出力する。直交乗算器 74 は、Q 信号変換部 200 が出力する直交交換信号と疑似ノイズ $P(t)$ とを乗算して、相関をとり、直交相関信号を出力する。直交積分器 84 は、直交相関信号を積分して出力する。

20 【0062】基準信号変換部 300 は I 信号変換部 100 と同様の構成である。ただし、ローカル信号 L3 と疑似ノイズ重畳信号とを混合して基準交換信号を出力する。しかも、基準信号変換部 300 は受信に直接使用せず、振幅誤差および位相誤差が予め取り除かれている。さらに、基準信号変換部 300 の振幅制御入力 53 c、DC オフセット制御入力 56 c は、ユーザが調整するものであり、振幅誤差計測部 87、平均値計算部 88 とは関係ない。

【0063】第二乗算器 71 は、基準信号変換部 300 が出力する基準交換信号と疑似ノイズ $P(t)$ とを乗算して、相関をとり、基準相関信号を出力する。第二積分器 81 は、基準相関信号を積分して出力する。

30 【0064】位相誤差補正部 86 は、第一積分器 82、直交積分器 84 の出力に基づき、移相器 101、201 の位相を変化させる量を調節することで、I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 の位相誤差を補正する。振幅誤差計測部 87 は、第一積分器 82、直交積分器 84 の出力および第二積分器 81 の出力に基づき、I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 の振幅誤差を計測する。さらに、振幅誤差計測部 87 は、振幅制御入力 53 c を I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 に与えることで、I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 の振幅誤差を補正するようにしてもよい。平均値計算部 88 は、振幅誤差および位相誤差の取り除かれた I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 の出力の平均をとって、I 信号変換部 100 および Q 信号変換部 200 の DC オフセットを計算する。後段回路 90 は、交換信号および直交交換信号を受け所望の動作を行う。

40 【0065】なお、直交乗算器 74 は第一乗算器 72 に、直交積分器 84 は第一積分器 82 に一体化できる。その場合の構成を図 3 に示す。すなわち、切り替えスイッチ 76 を設け、第一乗算器 72 側の端子 76 c を、I

信号変換部100側の端子76aまたはQ信号変換部200の端子76bに接続するようにする。

【0066】次に、本発明の第一の実施形態の動作を説明する。図4は、第一の実施形態の動作を示すフローチャートである。

【0067】まず、基準信号変換部300を校正する(S10)。基準信号変換部300の校正は、従来から行われているような方法で行う。基準信号変換部300は信号の受信を行わないため、従来から行われているような方法で校正を行っても、直交復調装置の受信動作を停止させることがない。すなわち、基準信号変換部300に校正用のある一定の周波数の信号を与える。そして、基準信号変換部300の振幅制御入力53cを調節し、振幅誤差を取り除く。そして、移相器301が位相を変化させる量を調節して位相誤差を取り除く。なお、DCオフセット制御入力56cを調節して、DCオフセット誤差を取り除いてもよい。

【0068】次に、I信号変換部100の位相誤差の校正を行う(S12)。ユーザ信号(IF信号)を $I(t)$ 、 $Q(t)$ 、 ψ をユーザ信号と擬似ノイズとの位相差、 $P(t)$ を擬似ノイズ、 a を擬似ノイズの減衰量、 m を振幅誤差、 θ を位相誤差、 d をDCオフセット誤差とすれば、I信号変換部100の出力する変換信号 $i(t)$ は、図5の式(1)のようになる。変換信号 $i(t)$ は、第一乗算器72によって、擬似ノイズ $P(t)$ とを乗算され、相関信号 $i(t) \cdot P(t)$ は、図5の式(2)のようになる。相関信号 $i(t) \cdot P(t)$ は、第一積分器82により積分される。その積分の結果は図5の式(3)のようになる。すなわち、 $P(t)^2$ を含む項は処理利得 g 倍され、 $P(t)$ を含む項は拡散され無視できる。

【0069】第一積分器82の出力は、図5の式(3)から明らかなように、 $\theta = 0$ すなわち、位相誤差0のときに、最大値 maq となる。位相誤差補正部86は、第一積分器82の出力を計測する。そして、移相器101の位相を変化させる量を調節し、第一積分器82の出力が最大になるようにする。これは、図6に示すように、例えば位相を変化させる量($\Delta\theta$ という)を $0 \sim 2\pi$ (rad)の範囲で変化させて、第一積分器82の出力が最大になったときの位相を変化させる量の値($\Delta\theta_1$ という)を記録しておき、 $\Delta\theta = \Delta\theta_1$ としておくことで可能である。このようにして位相誤差を補正できる。

【0070】なお、I信号変換部100の直後に移相器をいれる等すれば、第一積分器82の積分結果が、 $maP(t)\cos(\theta + 45^\circ)$ となるような場合もあるので、そのときは、最大値を $\sqrt{2}$ で割った値になるように $\Delta\theta$ を合わせることになる。

【0071】なお、Q信号変換部200の位相誤差の校正も同様に行える。

【0072】また、I信号変換部100が出力する変換信号およびQ信号変換部200が出力する直交変換信号

は後段回路90に入力される。後段回路90は、変換信号および直交変換信号に所望の処理を行う。変換信号および直交変換信号には、擬似ノイズが含まれる。しかし、擬似ノイズはユーザ信号に比べて微弱なフロアノイズ程度の信号に過ぎないため、後段回路90の処理に影響を及ぼさない。よって、後段回路90で受信処理を行いながら、I信号変換部100の位相誤差の校正が行える。

【0073】次に、I信号変換部100の振幅誤差の校正を行う(S14)。ユーザ信号(IF信号)を $I(t)$ 、 $Q(t)$ 、 ψ をユーザ信号と擬似ノイズとの位相差、 $P(t)$ を擬似ノイズ、とすれば、基準信号変換部300の出力する基準変換信号は、図5の式(4)のようになる。基準変換信号は、第二乗算器71によって、擬似ノイズ $P(t)$ とを乗算され、基準相関信号は、第二積分器81により積分される。その積分の結果は図5の式(5)のようになる。すなわち、図5の式(3)において、 $m = 0$ 、 $\theta = 0$ としたもの、 aq となる。ここで、振幅誤差計測部87は、I信号変換部100の位相誤差が取り除かれたときの第一積分器82の出力 maq を、第二積分器81の出力 aq で割って、図5の式(6)に示すように、振幅誤差 m を求める。

【0074】振幅誤差計測部87は、さらにI信号変換部100の振幅制御入力53cを調節して、振幅誤差を校正する。例えば、振幅誤差 $m = 2$ すなわち、振幅が2倍になってしまうような場合は、振幅制御入力53cを調節して、可変減衰器53が振幅を $1/2$ にして、 $m = 1$ (振幅誤差なし)となるようにする。

【0075】なお、Q信号変換部200の振幅誤差の校正も同様に行える。

【0076】最後に、I信号変換部100のDCオフセット誤差の校正を行う(S16)。すでに、 $m = 1$ 、 $\theta = 0$ となっており、振幅誤差および位相誤差は取り除かれているので、I信号変換部100の出力は、図5の式(7)のようになる。すなわち、図5の式(1)において、 $m = 1$ 、 $\theta = 0$ としたものである。ここで、図5の式(7)の値の平均をとれば、 \cos 、 \sin の項および $P(t)$ の項は0になる。よって d だけが残る。このような事実鑑み、平均値計算部88は、振幅誤差および位相誤差の取り除かれたI信号変換部100の出力の平均をとって、I信号変換部100のDCオフセットを計算する。そして、DCオフセット制御入力56cにDCオフセットと同じ大きさで正逆を反対にした信号を与えてI信号変換部100のDCオフセット誤差を補正する。

【0077】なお、Q信号変換部200のDCオフセット誤差の校正も同様に行える。

【0078】本発明の第一の実施形態によれば、I信号変換部100が出力する変換信号およびQ信号変換部200が出力する直交変換信号には、擬似ノイズが含まれる。しかし、擬似ノイズはユーザ信号に比べて微弱なフ

ロアノイズ程度の信号に過ぎないため、後段回路90の処理に影響を及ぼさない。しかも、この擬似ノイズを利用してI信号変換部100およびQ信号変換部200の校正を行える。

【0079】すなわち、I信号変換部100およびQ信号変換部200の位相誤差、振幅誤差、DCオフセット誤差を校正しながら、後段回路90が変換信号および直交変換信号に所望の処理を行える。

【0080】第二の実施形態

第二の実施形態は第一の実施形態の構成をより具体化したものである。図7は第二の実施形態の構成を示すブロック図である。

【0081】本発明の直交復調装置の要部構成は、図7に示すように、周波数変換部10と、I側直交変換部100と、Q側直交変換部200と、後段回路90と、基準発振器40と、90度移相器41、42と、切替スイッチ44、36、38、63と、ミキサ46と、基準直交変換部300と、減衰器34と、合成器32と、可変移相器101、201、301、64と、M系列発生手段62と、ディテクタ校正部66と、乗算器71、72と、積分手段81、82と、ADC部80と、制御部500とで成る。

【0082】周波数変換部10は、一般的な周波数変換器であり、外部からの受信信号を受けて、内部に備えるローカル発振器により周波数変換して、一定周波数の中間周波数信号IFを出力する。尚、中間周波数信号IFとしては、ベースバンドの帯域幅が例えば10MHz以上の帯域幅が必要と仮定し、これに対応して例えば100MHz以上の比較的高い中間周波数が適用されている場合とする。

【0083】基準発振器40は、第1に、周波数変換部10からの中間周波数信号IFに対して同期した関係で発振した同一周波数のローカル周波数信号LF1を発生する場合と、第2に、基準発振器40側の周波数信号を基準信号として外部に供給して同期を維持する場合と、第3に、後段回路90にI/Q復調分離ずれを分離補正する分離補正機能を備える場合には中間周波数信号IFに対して非同期関係でも良い場合とがあるが、何れの場合にも適用する。ここでは、外部へ基準発振器40の信号を供給されて、中間周波数信号IFとローカル周波数信号LF1とは同期関係にある場合とする。

【0084】後段回路90は、I側直交変換部100とQ側直交変換部200が出力する直交信号を分離したI信号（同相成分）とQ信号（直交成分）のベースバンド信号を受けて所望の動作を行う後段装置である。あるいは、I/Q復調分離ずれをデジタル処理技術により正常なI信号、Q信号に分離処理する分離処理機能を内蔵しているものもある。

【0085】基準直交変換部300は、I側直交変換部100、Q側直交変換部200と同一内部構成であり、

可変移相器301を介してローカル周波数信号LF2を受けて、同期検波した検波信号300sをディテクタ校正部66を介して一方の乗算器71へ供給する。

【0086】I側直交変換部100とQ側直交変換部200の内部構成は同一であり、互いに直交するI信号及びQ信号を同期検波して出力する。一方のI側直交変換部100は直交同期検波したI信号100sを出力し、他方のQ側直交変換部200は直交同期検波したQ信号200sを出力する。

10 【0087】一方のI信号を検波するI側直交変換部100の内部構成の一例は、図8に示すように、高周波アンプ51と、可変遅延器52と、可変減衰器53と、直交ミキサ54と、ローパスフィルタ55と、オフセット加算器56と、バッファアンプ57とで成る。

【0088】高周波アンプ51は、上記周波数変換部10からの中間周波数信号IFを受けて所定に増幅してバッファしたIF信号を出力する。

20 【0089】可変遅延器52は、I側とQ側の両直交ミキサ54の入力端に対してIF信号が同一タイミングとなるように合致調整する微量の可変遅延回路であって、制御部500からの遅延量制御信号52cに基づいて微調整したIF信号52sを次段へ出力する。

【0090】可変減衰器53は、出力されるI信号100sとQ信号200sの振幅レベルを調整するものであって、制御部500からの減衰量制御信号53cに基づいて、所望に減衰制御したIF信号53sを出力する。尚、減衰制御以外にも、可変ゲインアンプを用いる手法もある。

30 【0091】直交ミキサ54は、例えばリングダイオードを用いたミキサ（乗算器）であり、一方の入力端には上記可変減衰器53からのタイミングと振幅レベルが所定に調整されたIF信号53sを受け、他方の入力端には前記IF信号53sのキャリア周波数と同一周波数で同一位相条件のローカル周波数信号LF1を受けて、両者を周波数変換して直交同期検波したI成分信号54sを出力する。尚、出力されるI成分信号54sの成分中には、直交ミキサのアンバランスや温度変化等に伴うDCオフセット成分や、中間周波数信号IFのキャリア周波数とローカル周波数信号LF1のキャリア周波数間における両者の位相関係のずれに伴うDCオフセット成分を含んでいる。

【0092】ローパスフィルタ55は、キャリア周波数以上の周波数成分を除去し、上記直交ミキサ54からのI成分信号54sのみを通過出力する低域通過フィルタである。この結果、ベースバンドの帯域幅のI信号成分と、DCオフセット成分とが重畳した重畳信号55sが出力される。

50 【0093】オフセット加算器56は、無用なDCオフセット成分を相殺するものであって、例えば抵抗を介して可変直流電圧を印加するアナログ加算器であり、制御

部500からのオフセット量制御信号56cに基づいて、上記重畳したDCオフセット成分や、後段のバッファアンプ57の温度変化に伴うDCドリフトを相殺したオフセット除去I信号(変換信号)56sを出力する。

【0094】バッファアンプ57は、上記オフセット除去I信号56sを受けてバッファ増幅した同相成分のI信号100sを出力する。尚、所望により、このバッファアンプ57を削除した構成例もある。

【0095】他方のQ信号を検波するQ側直交変換部200についても上述同様である。但し、図7に示すように、基準発振器40とQ側直交変換部200との間に90度移相器42を挿入しているため、ローカル周波数信号LF1を90度位相をシフトしたキャリア周波数で直交同期検波する。この結果、Q側直交変換部200の出力端からは他方の直交成分であるQ信号200sが出力される。

【0096】可変移相器101、201、301は、制御部500からの制御信号を受けて、通過するベースバンドのキャリアであるローカル周波数信号LFの伝搬時間を所望量微調整する可変遅延器である。

【0097】切替スイッチ44は、制御部500からの制御信号を受けて、ローカル周波数信号LF1か、ローカル周波数信号LF1を90度移相器41で正確に90度シフトした信号の何れかであるローカル周波数信号LF2をミキサ46と、可変移相器301へ供給する。

【0098】M系列発生手段62は、例えばPRBS(Pseudo Random Binary Sequence)の長周期な擬似ランダムパルス列を発生するパターン発生器であり、発生したM系列の擬似ランダムパルス信号62sをミキサ46と、可変移相器64へ供給する。このM系列周期時間としては、既知であるが、平坦なランダム性を有していないので、周期時間の整数倍単位で測定するのが望ましい。

【0099】ミキサ46は、上記M系列発生手段62からの擬似ランダムパルス信号62sを中間周波数のベースバンドへ変調して出力するミキサであり、出力されるPN信号46sは切替スイッチ36と減衰器34へ供給する。

【0100】減衰器34は前記PN信号46sを受けて、受信信号に実用上の影響を与えない程度の微小レベル、例えばノイズレベル(フロアノイズ)程度に減衰して加算器32へ供給する。

【0101】加算器32は周波数変換部10からの中間周波数信号IFの主たる信号に対して、減衰器34からの微小信号を重畳合成した重畳IF信号32sを出力する。これにより前記重畳に関わらず、外部から入力される受信信号は、正常に直交検波されて後段回路90に供給されることとなる。つまり、受信信号の直交検波動作には影響を与えない。

【0102】切替スイッチ36は、制御部500からの

制御信号を受けて、上記重畳IF信号32sか、PN信号46sかの何れかを選択して基準直交変換部300へ供給する。

【0103】切替スイッチ38は、制御部500からの制御信号を受けて、I側直交変換部100からのI信号(変換信号)100sか、Q側直交変換部200からのQ信号(直交変換信号)200sかの何れかを選択した選択IQ信号38sをディテクタ校正部66を介して他方の乗算器72へ供給する。以後、この選択IQ信号38sの供給経路をIQ側と呼称し、基準直交変換部300の出力端の経路をR側と呼称する。

【0104】切替スイッチ63は、制御部500からの制御信号を受けて、M系列発生手段62からの擬似ランダムパルス信号62sか、一定の“Hi”レベル信号かを選択して可変移相器64へ供給する。

【0105】可変移相器64は、制御部500からの制御信号を受けて、上記切替スイッチ63からの擬似ランダムパルス信号62s若しくは“Hi”レベル信号を受けて、この伝搬時間を所望量微調整した遅延ランダムパルス信号64sを乗算器71、72へ供給する可変遅延器である。

【0106】ディテクタ校正部66は、測定系の校正用切替スイッチと基準電圧源であって、主に乗算器71、72の温度ずれを校正するものであり、校正側に切り替える切替スイッチと校正用基準電圧V_{ref}及びゼロ電圧V_{zero}を備えて、校正実施時において両乗算器の入力端へ校正用基準電圧V_{ref}、又はゼロ電圧V_{zero}を供給する。

【0107】第一および第二乗算器71、72は、2信号を乗算して出力する乗算器であり、上記遅延ランダムパルス信号64sを一方の入力端に受け、上記検波信号300sと選択IQ信号38sを対応する他方の入力端に受けて、両者を乗算した乗算信号を対応する第一および第二積分手段81、82へ供給する。

【0108】積分手段81、82は上記乗算信号を各々受けて、各々積分したアナログ積分電圧信号をADC部80へ供給する。

【0109】ADC部80は、2系統のAD変換器とバッファメモリを備え、積分された2系統のアナログ積分電圧信号を入力端で受け、制御部500からの制御信号を受けて、所定の一定時間毎に各々サンプリングし、AD変換器でデジタルデータに変換し、変換した測定データを内部のバッファメモリへ順次格納する。ADC部80の内部構成を図9に示す。位相誤差補正部86は積分手段82から、振幅誤差計測部87は積分手段81、82から信号を受けて位相誤差、振幅誤差を補正する。なお、平均値計算部88は、選択IQ信号38sの平均値を計算する。

【0110】制御部500は例えば演算処理装置(CPU)であり、受信信号のIQ直交検波が正常に行われる

10

20

30

40

50

ように、受信動作と同時平行して本発明の直交検波の調整制御を連続的に随時実施する。本発明による主な制御要素は切替スイッチ44、36、38、63と、ディテクタ校正部66と、可変移相器101、201、301、64と、直交交換部100、200、300内にある各々の可変遅延器52と可変減衰器53とオフセット加算器56とである。

【0111】次に、第二の実施形態の動作を図10のフローチャートを用いて説明する。尚、I側直交交換部100及びQ側直交交換部200は受信信号を連続的に受信動作中であるものと仮定する。しかしながら、装置内温度や環境温度変化等の経時変化があっても、常に最良の受信状態を継続的に維持する必要がある。特に、半導体は温度変化により伝搬遅延量や増幅度等の諸特性が大きく変化する。

【0112】本発明による補正制御は、I側とQ側の可変移相器101、201、及び直交交換部100、200内に備える可変減衰器53とオフセット加算器56については、当初を除いて、最終的に得た補正量に基づいてわずかな補正が行われるのみである。この為、受信信号に対する直交検波の動作は、受信動作に影響を与えることなく連続的に補正可能である。

【0113】全体の処理ステップは、図10(a)に示すように、PNディテクタ校正ステップと、REF校正ステップと、位相0度ステップと、遅延調整ステップと、位相調整ステップと、振幅調整ステップと、DCオフセット調整ステップと、位相90度ステップと、遅延・位相・振幅・DCオフセット調整ステップ600との繰り返しのループである。これら測定制御は制御部500からの制御により行われる。ここで、遅延・位相・振幅・DCオフセット調整ステップ600は、上記遅延調整ステップと位相調整ステップと振幅調整ステップとDCオフセット調整ステップと同一処理内容である。

【0114】最初に、図10(a)に示す「PNディテクタ校正」ステップは、新たに備えるR側とI側Q側の2系統の測定系に対する校正を行う。即ち、ディテクタ校正部66を校正側に切り替え、切替スイッチ63は規定の“Hi”レベル信号を両乗算器71、72の一方の入力端へ各々供給して校正を行う。第1に、ゼロ電圧V_{zero}を両乗算器71、72の他方の入力端へ供給してADC部80で測定し、測定データ値をR側及びI側Q側のゼロ電圧オフセットとして各々格納保存する。第2に校正用基準電圧V_{ref}を両乗算器71、72の他方の入力端へ供給してADC部80で測定し、R側及びI側Q側の測定データ値に対して、対応するR側及びI側Q側ゼロ電圧オフセットを減算した値を校正用基準電圧V_{ref}の校正値として保存し、使用に供する。

【0115】上記校正によって、現在の装置内温度における、R側とI側Q側の2系統の測定系に対する校正が完了する。

【0116】次に、図10(a)に示す「REF校正」ステップは、基準直交交換部300を基準状態にセットする。この処理ステップを図10(b)に示す。この処理ステップにより、基準直交交換部300に係る可変移相器301と、可変遅延器52と、可変減衰器53と、オフセット加算器56とを基準状態にセットする。

【0117】先ず、「PNを入力」ステップでは、切替スイッチ36をa側に切り替えてPN信号46sを基準直交交換部300へ供給する。

【0118】次に、「遅延・位相・振幅・DCオフセット調整」ステップ600は、遅延調整と、位相調整と、振幅調整と、DCオフセット調整とから成る。この第1から第4までの調整ステップの個々を説明する。

【0119】第1の遅延調整は、PN信号を入力として受けて、基準直交交換部300内部にある可変遅延器52(図8参照)の遅延量をM系列発生手段の例えば1周期時間毎に変えて順次測定する。つまり、基準直交交換部300から出力される検波信号300sと可変移相器64からの遅延ランダムパルス信号64sを乗算器71で乗算し、所定時定数で積分した直流信号をAD変換し、AD変換した測定データをメモリへ順次格納する。これにより得られた測定データ群のプロット例を図11に示す。図11Dが測定データ群のプロットである。この絶対値において最大値を示す位置(図11F参照)が調整すべき基準位置として求まる。この調整位置となる値を記憶し、可変遅延器52を更新セットする。尚、測定データの取得方法において、上記のように可変遅延器52の遅延量を順次昇順に所定単位量ずつ変えて測定する方法では測定回数が増えて測定時間がかかる。ここでの調整ステップは最大値が得られれば良いので、上記取得方法の代わりに、例えば捜査区間を1/2に分割するバイナリサーチ手法のように、測定データの値が大きくなる方向に対してのみ離散的に捜査するビットサーチ手法で行っても良い。この場合は測定回数を大幅に削減できるからして、短時間で調整完了できる。

【0120】第2の位相調整は、PN信号を入力として受けて、基準直交交換部300へ供給する可変移相器301の位相量を変えて上述同様に順次測定してメモリへ順次格納する。これにより得られた測定データの中で、絶対値の最大値を示す位置が位相調整すべき基準位置として求まる。この調整位置となる値を記憶し、可変移相器301を更新セットして位相調整が完了する。

【0121】第3の振幅調整は、PN信号を入力として受けて、基準直交交換部300内部にある可変減衰器53の減衰量を制御して、得られる測定データの振幅値が予定の振幅値となるようにする。即ち、可変減衰器53の減衰量を変えて測定データを取得し、得られた測定データの値が予定の振幅値となる値を記憶し、可変減衰器53の減衰量を更新セットして振幅調整が完了する。

【0122】第4のDCオフセット調整は、M系列発生

手段62の動作を止めた状態にしたPN信号、即ち無信号を入力として受けて、基準直交変換部300内部にあるオフセット加算器56へのオフセット制御量を制御して、得られる測定データがゼロ値となるオフセット制御量を記憶し、更新セットしてDCオフセット調整が完了する。

【0123】次に、「IFを入力」ステップでは、切替スイッチ36をb側に切り替えて重畳IF信号32sを基準直交変換部300へ供給する。この重畳IF信号32sには極めて微弱なPN信号が重畳されていて、この微弱なPN信号を使用して調整する。

【0124】次に、「遅延調整」ステップは、重畳IF信号32sを調整対象の入力信号として受けて、基準直交変換部300内部にある可変遅延器52の遅延量をM系列発生手段の例えば1周期に対して複数周期時間の単位毎に、順次変えて測定する。これは重畳IF信号32sに重畳されている極めて微弱なPN信号を明瞭に検出可能とする為には時間がかかる為である。

【0125】ここで、微弱なPN信号の検出と同期関係について図12を参照して説明する。乗算器71で乗算した出力信号はほとんどが受信信号による未知の振幅成分であり、かつ正負に大きく振れている(図12A、E参照)。しかしながら、その平均値をとると不定のランダム状態ではあるものの0値を上下している(図12C、G参照)。更にこれを所望の長期間に対して積分するとほぼ一定した傾きの直流成分が得られてくる(図12D、H参照)。この直流成分において、M系列のランダムパターンとは同期関係で乗算された図12(b)の場合は得られる直流成分は大きく(図12H参照)、逆に非同期関係で乗算された図12(a)の場合は得られる直流成分は小さく(図12D参照)なる。この特徴的な作用を用いて同期位置や、同期に隣接した状態にあるかを検出可能になる。つまり、同期した関係で同期乗算される場合は、検出信号として浮き上がってきて大きな直流成分が得られ、逆に、同期がずれた状態の場合は小さな直流成分として得られる。また、未知の入力信号に対しては大きな正負の振幅を発生するものの、非同期関係である為、積分するとほぼゼロレベルの状態になる。

【0126】上記特徴的な検出作用を用いて遅延調整ステップでは、可変遅延器52の遅延量を変えて(あるいはバイナリサーチ手法により)1測定毎に、長期間に対して測定を行い、この期間を積分した信号を、上述同様にAD変換してメモリへ順次格納する。これにより微弱なPN信号を検出対象とした位相ずれが検出測定され、得られた測定データの中で、絶対値の最大値を示す位置が当該PN信号を対象とする調整すべき基準位置として得られる。この調整位置となる値を記憶し、可変遅延器52を更新セットすることで遅延調整が完了する。

【0127】次に、「位相調整」ステップは、重畳IF信号32sを調整対象の入力信号として受けて、基準直

交変換部300へ供給する可変移相器301の位相量を変えて上述同様に長期間を単位として、順次測定する。このとき、基準発振器40の位相を0度と90度に交互に切り替えて各々測定実施する。これにより得られた測定データの中で、基準発振器40の位相を0度のときの絶対値の最大値を示す位置が位相調整すべき基準位置であり、逆に、基準発振器40の位相を90度のときの絶対値の最小値を示す位置が位相調整すべき基準位置でもあり、両方の測定により基準位置を精度良く求める。この調整位置となる値を記憶し、可変移相器301を更新セットすることで位相調整が完了する。

【0128】上記調整によって、現在の装置内温度における基準直交変換部300に対する基準器とする調整が完了する。

【0129】次に、図10(a)に示す「位相0度」ステップは、I側直交変換部100を調整する。この為、基準直交変換部300をI側直交変換部100と同一位相に切り替える。即ち、切替スイッチ44をb側に切り替えてローカル周波数信号LF1を使用する。また、基準直交変換部300の入力信号は切替スイッチ36をb側に切り替えて、I側直交変換部100と同じ重畳IF信号32sを供給しておく。また、測定系をI側直交変換部100に切り替えておく為、切替スイッチ38はa側に切り替えて、I信号100sを乗算器72へ供給しておく。

【0130】ところで、I側直交変換部100及びQ側直交変換部200は連続的に受信動作中であるからして、上述した基準直交変換部300の調整のように、各調整要素の調整量を順次変えてサーチ測定する測定方法は実施できない。

【0131】そこで、I側直交変換部100及びQ側直交変換部200を連続的に受信動作を行ったまま校正する必要があるが、その校正手順は第一の実施形態と同様である。

【0132】尚、本発明の構成手段は、上述実施の形態に限るものではない。例えば図1に示す周波数変換部10を備えていない装置の場合でも実施できる。また、基準発振器40としては中間周波数信号IFを受けて、この搬送波の位相に同期して発振するPLL構成のローカル発振器とした構成でも良い。

【0133】また、M系列発生手段62と受信信号の周期時間において、ほぼ一致する周期時間関係若しくはほぼ同期した周期関係となる場合が適用する受信信号によっては希に発生する。この場合、測定データのばらつきが生じたり、測定誤差を生じたりして、補正動作が予定の収束時間で収束していかない場合がある。このようなことが危惧される受信信号を対象として適用する場合には少なくとも2種類の異なる周期時間の疑似ランダムパルス列を発生する発生態様を具備させる構成手段がある。例えば第1に符号系列の発生周期数を変えるか、あ

10

20

30

40

50

るいは第2に使用するクロック源の周波数を変えて異なる周期時間を発生する。これによって、もし、収束時間が長くなる場合においては他方の周期時間に切り替えることで収束容易となる。

【0134】また、上述では具体例として直交信号を入力信号として受けて、位相、遅延、振幅、DCオフセットの4項目の全てを補正制御する場合で説明していたが、上述4項目以外の少なくとも何れか1つの補正項目を補正対象として補正する実施形態としても良い。例えば位相ずれのみを補正対象としたり、振幅ずれや、DC

オフセットずれを補正対象として適用しても良い。

【0135】また、測定系として乗算器71、72の2系統を備える場合で実現しているが、所望により、1系統の測定系を用いて交互に切り替えて実施する構成でも実現可能である。また、M系列発生手段62の代わりに、他のランダムな発生手段を用いても良い。

【0136】第三の実施形態

第三の実施形態にかかる直交復調装置は、第一の実施形態に比べて、ユーザ信号変換部400により、変換信号におけるユーザ信号を除去する点が異なる。第一の実施形態と同様の部分は同じ番号を付して説明を省略する。図13に第三の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示す。

【0137】ユーザ信号変換部400は、I信号変換部100と同様の構成である。ただし、ローカル信号L3とユーザ信号とを混合して変換ユーザ信号を出力する。ここで、重要な点は、ユーザ信号を混合するのであり、擬似ノイズ重畳信号を混合するのではないということである。

【0138】減算器77はI信号変換部100の出力からユーザ信号変換部400の出力である変換ユーザ信号を減算する。直交減算器78は、Q信号変換部200の出力からユーザ信号変換部400の出力である変換ユーザ信号を減算する。減算器77および直交減算器78の減算結果は、第一乗算器72および直交乗算器74に入力され、擬似ノイズと乗算される。

【0139】なお、直交減算器78は減算器77に、直交乗算器74は第一乗算器72に、直交積分器84は第一積分器82に一体化できる。その場合の構成を図14に示す。すなわち、切り替えスイッチ76を設け、減算器77側の端子76cを、I信号変換部100側の端子76aまたはQ信号変換部200の端子76bに接続するようにする。

【0140】また、図13、14の双方の場合にいえろが、加算器32と擬似ノイズ混合乗算器46との間にALC (automatic level controller) をいれてもよい。

【0141】次に、本発明の第三の実施形態の動作を説明する。動作手順は図4に示したものとほぼ同一であるので、図4を参照して説明する。ただし、第三の実施形態においては、基準信号変換部300は無いので、基準

信号変換部の校正(S10)は行わない。

【0142】まず、I信号変換部100の位相誤差の校正を行う(S12)。I信号変換部100の出力する変換信号は図5の(1)式通りであり、ユーザ信号変換部400の出力である変換ユーザ信号は図15の(1')式通りである。すなわち、図5の(1)式から $P(t)$ 項を取り除いたものとなる。よって、減算器77により、変換信号から変換ユーザ信号を減算すると、 $maP(t)\cos\theta$ だけとなる。後は、第一の実施形態と同様にI信号変換部100の位相誤差の校正が行われる。

【0143】ただし、第一の実施形態と異なり、第一乗算器72にはユーザ信号の成分が入力されない。第一の実施形態の第一乗算器72には、比較的大きいユーザ信号と、比較的小さい擬似ノイズとを含む変換信号が入力される。よって、変換信号に擬似ノイズを乗算するときに、ユーザ信号に左右されがちになる。しかし、第三の実施形態では、第一乗算器72にはユーザ信号の成分が入力されないのて、より精度の高い校正が可能となる。

【0144】なお、Q信号変換部200の位相誤差の校正も同様に行える。

【0145】次に、I信号変換部100の振幅誤差の校正を行う(S14)。振幅誤差計測部87は、I信号変換部100の位相誤差が取り除かれたときの第一積分器82の出力 maq を、振幅誤差および位相誤差がないと仮定した場合の第一積分器82の出力 aq で割って、振幅誤差 m を求める。なお、 aq は乗算器、ALCなどが充分に校正されていれば規定値となるので、予測可能である。なお、振幅誤差の補正は第一の実施形態と同様である。

【0146】なお、Q信号変換部200の振幅誤差の校正も同様に行える。

【0147】最後に、I信号変換部100のDCオフセット誤差の校正を行う(S16)。これは第一の実施形態と同様である。

【0148】本発明の第三の実施形態によれば、第一の実施形態と同様に、I信号変換部100およびQ信号変換部200の位相誤差、振幅誤差、DCオフセット誤差を校正しながら、後段回路90が変換信号および直交変換信号に所望の処理を行える。

【0149】しかも、第一乗算器72にはユーザ信号の成分が入力されないことにより、第一の実施形態に比較して、より高精度の校正が行える。

【0150】第四の実施形態

第四の実施形態は第三の実施形態の構成をより具体化したものである。図16は第四の実施形態の構成を示すブロック図である。ほぼ、第二の実施形態と同様の構成であるので、同一の部分には同一の番号を付して説明を省略する。

【0151】切替スイッチ36は、制御部500からの制御信号を受けて、IF信号か、PN信号46sかの何れかを選択してユーザ信号変換部400へ供給する。

【0152】減算器77は、選択I/Q信号38sからユーザ信号変換部400の出力である検波信号300sを減算する。

【0153】乗算器72は、減算器77の出力と遅延ランダムパルス信号64sとを乗算して出力する。

【0154】ADC部80の内部構成を図17に示す。位相誤差補正部86および振幅誤差計測部87は積分手段82から信号を受けて位相誤差、振幅誤差を補正する。なお、平均値計算部88は、選択I/Q信号38sの平均値を計算する。

【0155】なお、第四の実施形態の動作は、第一の実施形態および第三の実施形態と同様である。

【0156】第五の実施形態

第五の実施形態にかかる直交復調装置は、第一の実施形態に比べて、I信号変換部100およびQ信号変換部200の出力を乗算、積分したものを縦軸、横軸にとった結果をもとに校正を行う点で異なる。第一の実施形態と同様の部分は同じ番号を付して説明を省略する。図18に第五の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示す。

【0157】移相器33は、擬似ノイズ混合乗算器46の出力の位相を変化させる。誤差計測部89は、積分器82および直交積分器84の出力を縦軸、横軸にとった結果をもとに誤差を計測する。なお、誤差の校正を行ってもよい。

【0158】なお、直交乗算器74は乗算器72に、直交積分器84は積分器82に一体化できる。その場合の構成を図19に示す。すなわち、切り替えスイッチ76を設け、第一乗算器72側の端子76cを、I信号変換部100側の端子76aまたはQ信号変換部200の端子76bに接続するようにする。

【0159】次に、本発明の第五の実施形態の動作を説明する。なお、第五、第六の実施形態においては、 θ は移相器33が位相を変化させる量を示し、 ψ は位相誤差を示す。

【0160】擬似ノイズ混合乗算器46により、擬似ノイズ $P(t)$ はローカル信号L4に混合され、 $P(t)\cos\omega t$ となる。次に、移相器33が位相を変化させて、 $P(t)\cos(\omega t + \theta)$ となる。これが、加算器32に入力される。

【0161】I信号変換部100は、ローパスフィルタ55を有し、ローパスフィルタ55は積分要素でもある。よって、I信号変換部100が出力する変換信号の $P(t)$ 成分は、図20の式(8)のようになる。Q信号変換部200もローパスフィルタ55を有し、ローパスフィルタ55は積分要素でもある。よって、Q信号変換部200が出力する変換信号の $P(t)$ 成分は、図20の式(9)のようになる。なお、式(9)は、式(8)の $\cos\omega t$ を、 $\sin\omega t$ に代えたものになっているのは、I信号変換部100の出力の位相とQ信号変換部200の出力の位相とを直交させるためである。

【0162】ここで、 θ (移相器33が位相を変化させる量) = 0とする。すると、式(8)は式(10)に、式(9)は式(11)に置き換えられる。なお、ローパスフィルタ55の積分区間は、 $P(t)$ の周期よりも十分に短く、 $\cos\omega t$ 周期よりも十分に長いものとする。すなわち、式(8)はI信号変換部100の出力する信号の $P(t)$ 項、式(11)はQ信号変換部200の出力する信号の $P(t)$ 項となる。I信号変換部100およびQ信号変換部200の出力の $P(t)$ 項のみが、第一積分器82、直交積分器84の出力に残ることは、第一の実施形態からも明らかなので、I信号変換部100およびQ信号変換部200の出力の $P(t)$ 項のみを考える。

【0163】式(10)に示す信号が、乗算、積分されれば、ある定数Cとする)となる。式(11)に示す信号が、乗算、積分されれば、0となる。 \sin の積分は十分に積分区間が長ければ、0になるからである。この結果を、第一積分器82の出力を横軸、直交積分器84の出力を縦軸にとると、図21(a) ($\theta = 0$ 度参照)に示すようなものになる。

【0164】同様に $\theta = 90$ 度とすると、式(8)は式(12)に、式(9)は式(13)に置き換えられる。式(12)に示す信号が、乗算、積分されれば、0となる。 \sin の積分は十分に積分区間が長ければ、0になるからである。式(13)に示す信号が、乗算、積分されれば、Cとなる。十分に長い区間、積分すれば、 \sin^2 の積分も \cos^2 の積分も同じ値になるからである。この結果を、第一積分器82の出力を横軸、直交積分器84の出力を縦軸にとると、図21(a) ($\theta = 90$ 度参照)に示すようなものになる。

【0165】同様に $\theta = 45$ 度とすると、式(8)は式(14)に、式(9)は式(15)に置き換えられる。式(14)に示す信号が、乗算、積分されれば、 $C/\sqrt{2}$ となる。 \sin の積分は十分に積分区間が長ければ、0になるからである。式(15)に示す信号が、乗算、積分されれば、 $-C/\sqrt{2}$ となる。この結果を、第一積分器82の出力を横軸、直交積分器84の出力を縦軸にとると、図21(a)に示すようなものになる。

【0166】このように、もしI信号変換部100およびQ信号変換部200に誤差がなければ、第一積分器82の出力を横軸、直交積分器84の出力を縦軸にとると、図21(a)に示すように真円になる。しかし、I信号変換部100に振幅誤差 $m1$ (振幅が $m1$ 倍されてしまう)、Q信号変換部200に振幅誤差 $m2$ (振幅が $m2$ 倍されてしまう)があれば、図21(b)に示すような楕円となる。また、I信号変換部100にDCオフセット誤差I0、Q信号変換部200にDCオフセット誤差Q0があり、I信号変換部100に位相誤差 ψ があれば、図21(c)のような楕円となる。そこで、 θ を様々に変更して、そのときの第一積分器82の出力を横軸、直交積分器84の出力を縦軸にとることで、DCオ

フセット誤差、位相誤差、振幅誤差を求めることができる。

【0167】本発明の第五の実施形態によれば、第一の実施形態と同様に、I信号変換部100およびQ信号変換部200の位相誤差、振幅誤差、DCオフセット誤差を校正しながら、後段回路90が変換信号および直交変換信号に所望の処理を行える。

【0168】第六の実施形態

第六の実施形態は第五の実施形態の構成をより具体化したものである。図22は第六の実施形態の構成を示すブロック図である。

【0169】移相器33は、PN信号46sの位相を変化させて出力する。ADC部80は、積分手段82の出力から、位相誤差、振幅誤差、DCオフセット誤差を校正する。

【0170】なお、第六の実施形態の動作は、第二の実施形態および第五の実施形態と同様である。

【0171】第七の実施形態

第七の実施形態は、図23に示すように、第五の実施形態を基礎として、第三の実施形態の特徴であるユーザ信号変換部400、減算器77および直交減算器78を付加したものである。第五の実施形態で説明したように、I信号変換部100（Q信号変換部200）の出力のP(t)項のみを使用する。よって、第三の実施形態のようにユーザ信号変換部400、減算器77および直交減算器78を使用して、I信号変換部100（Q信号変換部200）の出力のP(t)項のみを減算器77（直交減算器78）から出力させてもよい。しかも、乗算器72（直交乗算器74）にはユーザ信号の成分が入力されないことにより、高精度の校正が行える。

【0172】なお、直交減算器78は減算器77に、直交乗算器74は乗算器72に、直交積分器84は積分器82に一体化できる。その場合の構成を図24に示す。すなわち、切り替えスイッチ76を設け、減算器77側の端子76cを、I信号変換部100側の端子76aまたはQ信号変換部200の端子76bに接続するようにする。

【0173】第八の実施形態

第八の実施形態は第七の実施形態の構成をより具体化したものである。図25は第八の実施形態の構成を示すブロック図である。

【0174】切替スイッチ36は、制御部500からの制御信号を受けて、IF信号か、PN信号46sかの何れかを選択してユーザ信号変換部400へ供給する。

【0175】減算器77は、選択IQ信号38sからユーザ信号変換部400の出力である検波信号300sを減算する。

【0176】乗算器72は、減算器77の出力と遅延ランダムパルス信号64sとを乗算して出力する。

【0177】なお、第八の実施形態の動作は第二の実施

形態および第七の実施形態の動作と同様である。

【0178】

【発明の効果】本発明によれば、信号変換部の位相誤差、振幅誤差、DCオフセット誤差等を校正しながら、信号変換部が出力する変換信号に所望の処理を行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第一の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示すブロック図である。

【図2】I信号変換部100の内部構成を示すブロック図である。

【図3】切り替えスイッチ76を設けた構成を示す図である。

【図4】第一の実施形態の動作を示すフローチャートである。

【図5】第一の実施形態の動作を示すための式である。

【図6】位相誤差補正部86の動作例を示す概念図である。

【図7】本発明の第二の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示すブロック図である。

【図8】I信号変換部100の内部構成を示すブロック図である。

【図9】ADC部80の内部構成を示すブロック図である。

【図10】第二の実施形態の動作を示すフローチャートである。

【図11】位相誤差検出原理の説明図と、測定データ群のプロットから同相位置を特定する説明図である。

【図12】微弱なPN信号の検出と同期関係を説明する図である。

【図13】本発明の第三の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示すブロック図である。

【図14】切り替えスイッチ76を設けた構成を示す図である。

【図15】第三の実施形態の動作を示すための式である。

【図16】本発明の第四の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示すブロック図である。

【図17】ADC部80の内部構成を示すブロック図である。

【図18】本発明の第五の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示すブロック図である。

【図19】切り替えスイッチ76を設けた構成を示す図である。

【図20】第五の実施形態の動作を示すための式である。

【図21】第五の実施形態の動作を示すための図である。

【図22】本発明の第六の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示すブロック図である。

【図23】本発明の第七の実施形態にかかる直交復調装

置の構成を示すブロック図である。

【図24】切り替えスイッチ76を設けた構成を示す図である。

【図25】本発明の第八の実施形態にかかる直交復調装置の構成を示すブロック図である。

【図26】従来技術の直交復調装置1の具体例を示す図である。

【符号の説明】

32 加算器

46 擬似ノイズ混合乗算器

100 I信号変換部

200 Q信号変換部

300 基準信号変換部

90 後段回路

72 第一乗算器

71 第二乗算器

* 74 直交乗算器

76 切り替えスイッチ

82 第一積分器

81 第二積分器

84 直交積分器

86 位相誤差補正部

87 振幅誤差計測部

88 平均値計算部

40 基準発振器

10 101、201、301、401 移相器

400 ユーザ信号変換部

77 減算器

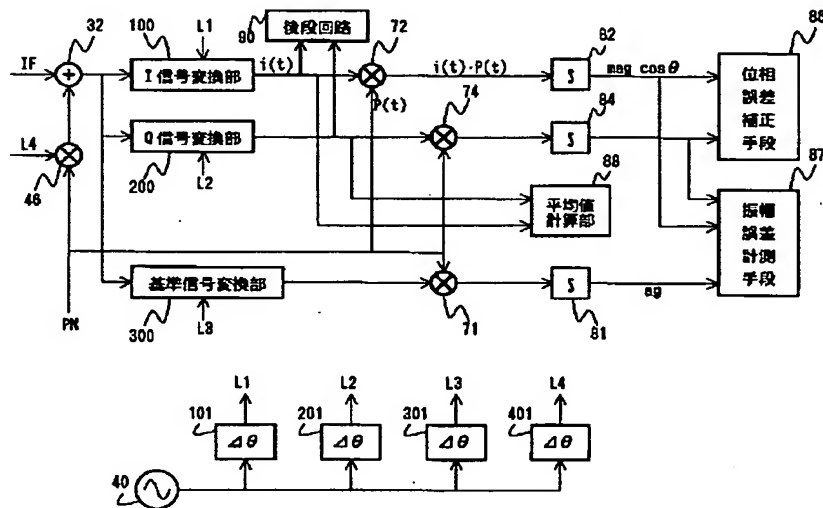
78 直交減算器

33 移相器

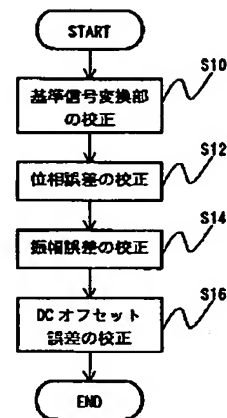
89 誤差計測部

*

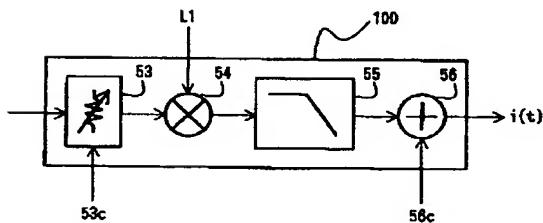
【図1】



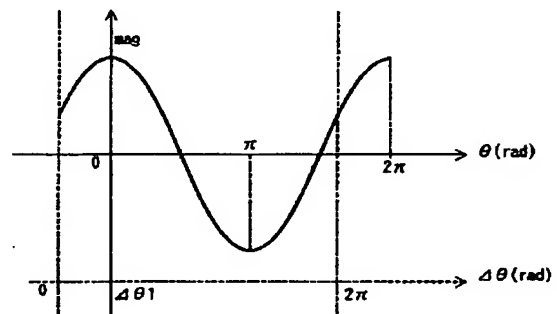
【図4】



【図2】



【図6】



The diagram illustrates a signal processing system for phase and amplitude error correction. The system includes the following components and signal paths:

- Inputs:** IF (Intermediate Frequency), L1, L2, L3, L4 (Local Oscillator signals), and PN (Pilot Noise).
- Signal Conversion:**
 - 1信号変換部 (100):** Receives IF and L1. Its output is fed into the feedback loop (90) and the Q-signal converter (200).
 - Q信号変換部 (200):** Receives the output of 100 and L2. Its output is fed into the feedback loop (90) and the multiplier (72).
 - 基準信号変換部 (300):** Receives PN and L3. Its output is fed into the multiplier (71).
- Feedback and Delay:**
 - 後段回路 (90):** Receives signals from 100 and 200. Its output is fed into the multiplier (72).
 - Delay Blocks:** A series of delay blocks (101, 201, 301, 401) with phase shifters ($\Delta\theta$) are connected to the outputs of 100, 200, 300, and L4 respectively.
- Integration and Output:**
 - Multiplier (72):** Multiplies the outputs of 200 and 90. Its output is integrated by block 82 to produce $\text{mag} \cos \theta$.
 - Multiplier (71):** Multiplies the outputs of 300 and 72. Its output is integrated by block 81 to produce ag .
 - Correction Blocks:**
 - 位相誤差補正手段 (88):** Receives $\text{mag} \cos \theta$ and provides feedback to the 1-signal converter (100).
 - 振幅誤差計測手段 (87):** Receives ag and provides feedback to the base signal converter (300).

$$i(t) = mI(t)\cos(\psi + \theta) + mQ(t)\sin(\psi + \theta) + maP(t)\cos\theta + d \quad (1)$$

$$\dot{i}(t) \cdot P(t) = P(t)(mI(t)\cos(\psi + \theta) + mQ(t)\sin(\psi + \theta) + d) + maP^2(t)\cos\theta \quad (2)$$

$$\int_0^T i(t) \cdot P(t) dt = m a g \cos \theta \quad (3)$$

$$r(t) = I(t)\cos\psi + Q(t)\sin\psi + aP(t) \quad (4)$$

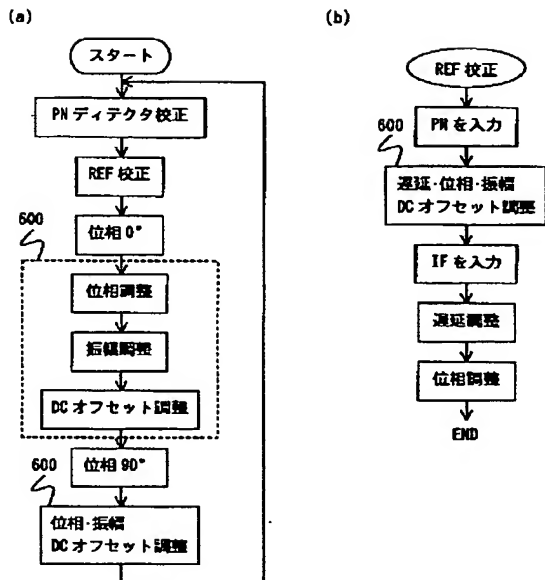
$$\int_0^T r(t) \cdot P(t) dt = ag \quad (5)$$

$$m = m_{ag} / a_g \quad (6)$$

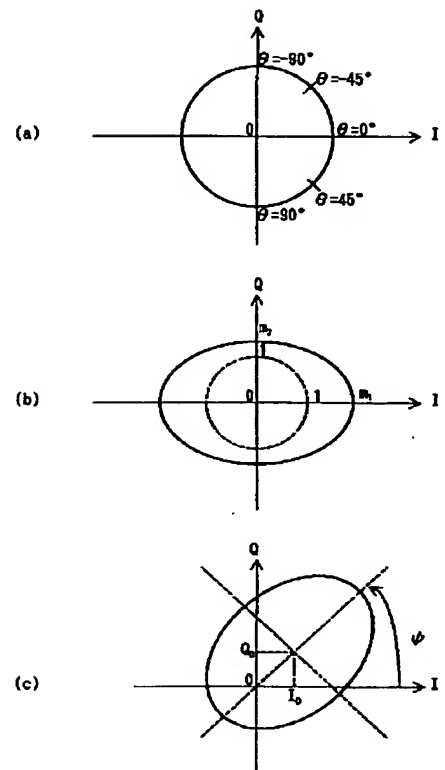
$$j(t) = I(t)\cos\psi + Q(t)\sin\psi + aP(t) + d \quad (7)$$

Figure 10 is a block diagram of the phase error correction section 80 (ADC section). It includes a block 82, a block 86 (位相誤差補正部), and a block 87 (振幅誤差計測部). Block 82 is connected to block 86, and block 86 is connected to block 87.

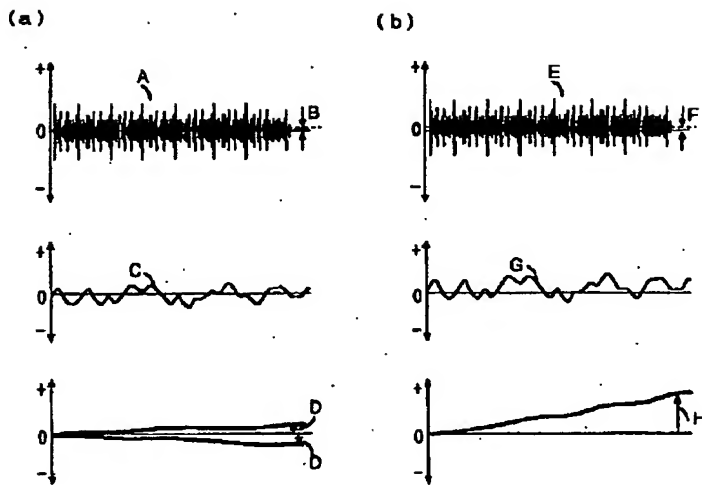
【図10】



【図21】



【図12】

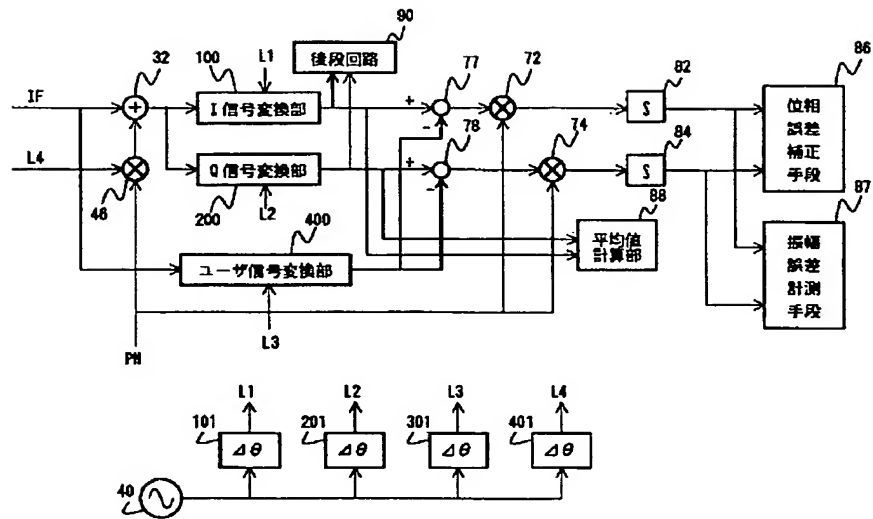


【図15】

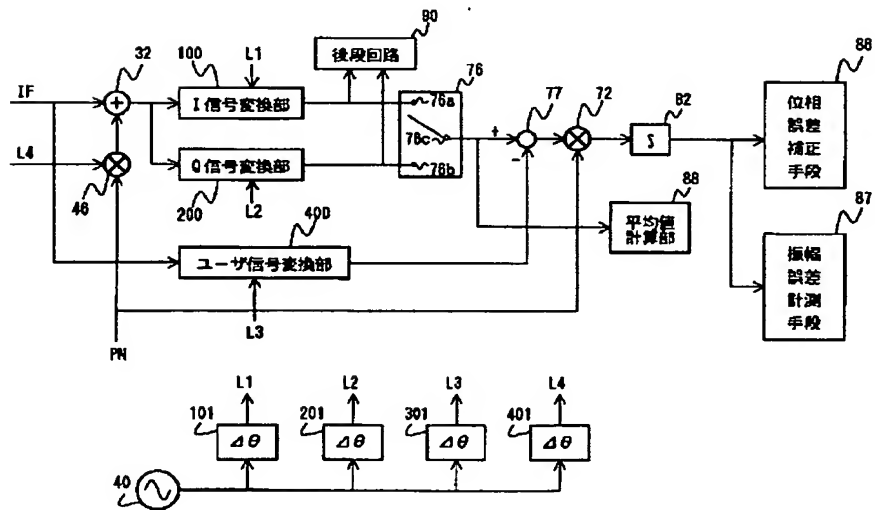
$$mI(t)\cos(\psi + \theta) + mQ(t)\sin(\psi + \theta) + d$$

(1')

【図13】

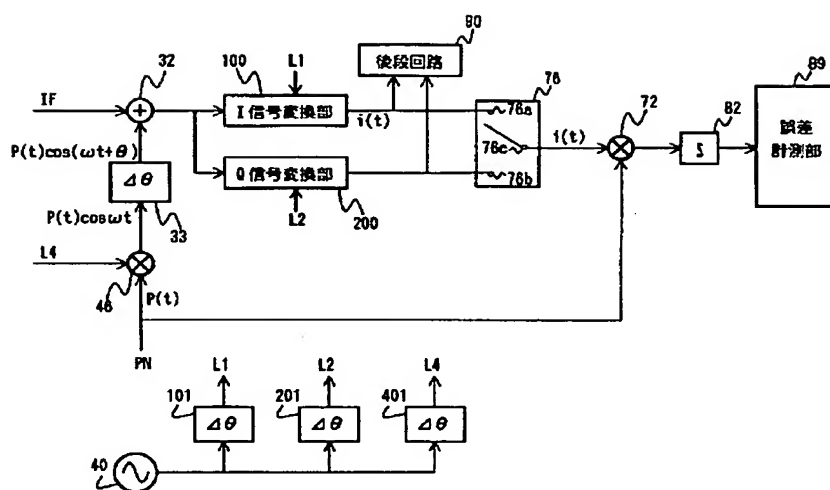


【図14】



[illegible][illegible]

【図19】



【図20】

$$Ich : \int P(t) \cos(\omega t + \theta) \cos \omega t dt \quad (8)$$

$$Qch : \int P(t) \cos(\omega t + \theta) \sin \omega t dt \quad (9)$$

$$Ich : \int P(t) \cos^2 \omega t dt \quad (10)$$

$$Qch : \int P(t) \cos \omega t \sin \omega t dt = \frac{1}{2} \int P(t) \sin 2\omega t dt \quad (11)$$

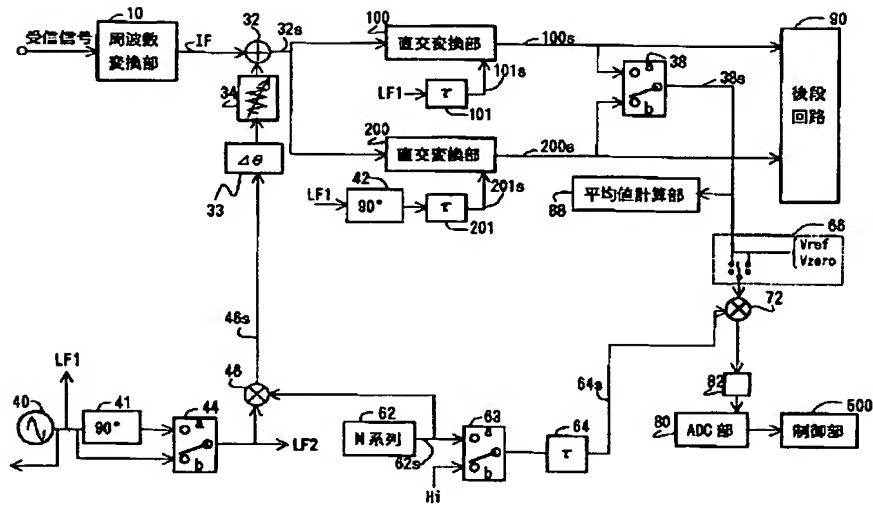
$$Ich : \int P(t) (-\sin \omega t) \cos \omega t dt = -\frac{1}{2} \int P(t) \sin 2\omega t dt \quad (12)$$

$$Qch : \int P(t) (-\sin \omega t) \sin \omega t dt = -\int P(t) \sin^2 \omega t dt \quad (13)$$

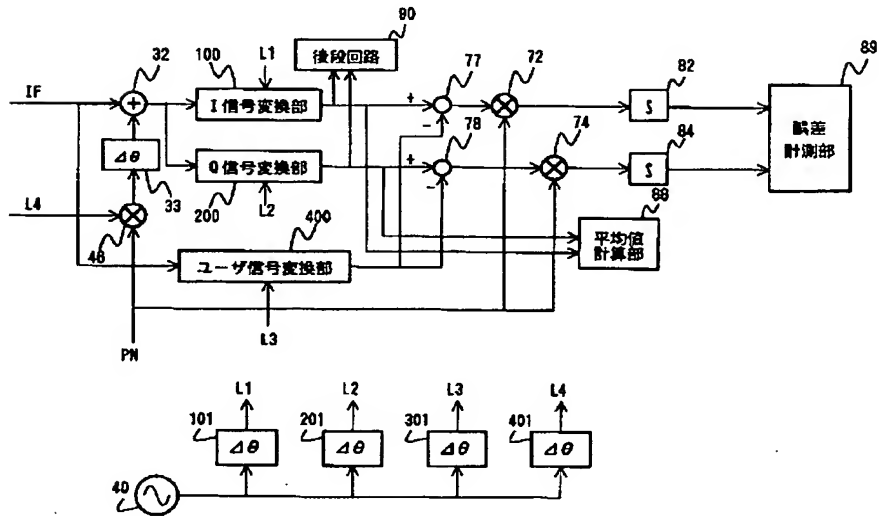
$$Ich : \int P(t) \frac{1}{\sqrt{2}} (\cos^2 \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t) dt \quad (14)$$

$$Qch : \int P(t) \frac{1}{\sqrt{2}} (\frac{1}{2} \sin 2\omega t - \sin^2 \omega t) dt \quad (15)$$

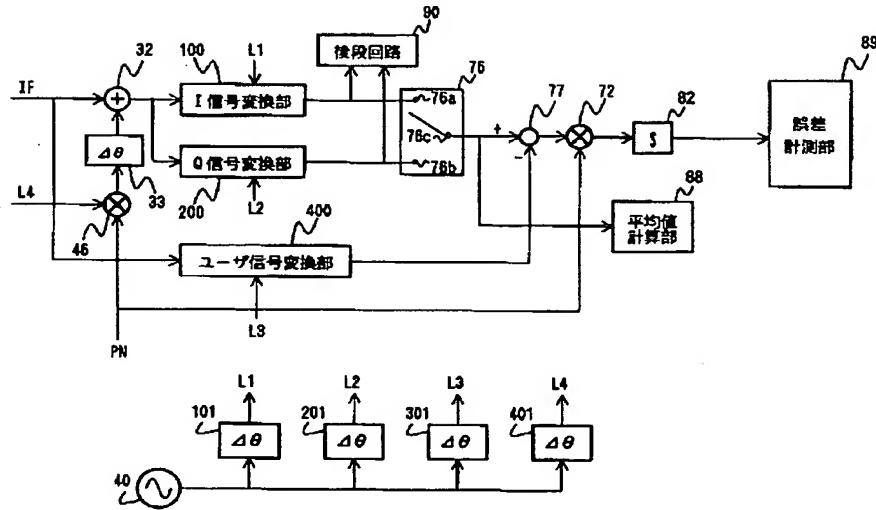
【図22】



【図23】



【図24】



【図25】

